



PATENT

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

Applicants: Chan-Soo HWANG et al.

Serial No: 10/695,579

Filed: October 28, 2003

For: **APPARATUS AND METHOD  
FOR TRANSMITTING/RECEIVING  
A PILOT SEQUENCE IN A MOBILE  
COMMUNICATION SYSTEM USING  
SPACE-TIME TRELLIS CODE**

Examiner: Not yet assigned

Group Art Unit: Not yet assigned

Docket: 678-1212

Dated: December 15, 2003

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

**TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT**

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Appln. No. 2003-4582 filed on January 23, 2003, from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,

Paul J. Farrell  
Registration No. 33,494  
Attorney for Applicants

**DILWORTH & BARRESE, LLP**  
333 Earle Ovington Boulevard  
Uniondale, New York 11553  
(516) 228-8484

**CERTIFICATE OF MAILING UNDER 37 C.F.R. § 1.8 (a)**

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service a first class mail, postpaid in an envelope, addressed to the: Commissioner of Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on December 15, 2003.

Dated: December 15, 2003

  
Paul J. Farrell



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원 번호 : 10-2003-0004582  
Application Number

출원 년 월 일 : 2003년 01월 23일  
Date of Application JAN 23, 2003

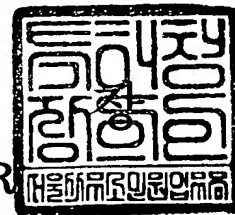
출원인 : 삼성전자주식회사  
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 10 월 02 일

특 허 청

COMMISSIONER



## 【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0002
【제출일자】	2003.01.23
【국제특허분류】	H04Q
【발명의 명칭】	시공간 트렐리스 코드를 사용하는 이동 통신 시스템에서 파일럿 시퀀스 송수신 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	APPARATUS FOR TRANSMITTING/RECEIVING PILOT SEQUENCE IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM USING SPACE-TIME TRELLIS CODE AND METHOD THEREOF
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	2003-001449-1
【발명자】	
【성명의 국문표기】	황찬수
【성명의 영문표기】	HWANG, Chan Soo
【주민등록번호】	750704-1162416
【우편번호】	449-905
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 상갈리 금화마을 주공 아파트 303동 1704호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김영수
【성명의 영문표기】	KIM, Yung Soo
【주민등록번호】	640112-1063613
【우편번호】	463-510
【주소】	경기도 성남시 분당구 미금동 까치마을1단지 대우아파트 109-2401
【국적】	KR

## 【발명자】

【성명의 국문표기】 남승훈  
 【성명의 영문표기】 NAM, Seung Hoon  
 【주민등록번호】 771003-1055625  
 【우편번호】 158-071  
 【주소】 서울특별시 양천구 신정1동 목동아파트 1022-504  
 【국적】 KR

## 【발명자】

【성명의 국문표기】 정재학  
 【성명의 영문표기】 CHUNG, Jae Hak  
 【주민등록번호】 640822-1047624  
 【우편번호】 137-771  
 【주소】 서울특별시 서초구 서초동 무지개아파트 1동 403호  
 【국적】 KR

## 【심사청구】

청구

## 【취지】

특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의  
 한 출원심사 를 청구합니다. 대리인  
 이건주 (인)

## 【수수료】

【기본출원료】	20 면	29,000 원
【가산출원료】	34 면	34,000 원
【우선권주장료】	0 건	0 원
【심사청구료】	20 항	749,000 원
【합계】		812,000 원

**【요약서】****【요약】**

본 발명은 M개의 송신 안테나들을 가지며, P개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 P개의 인코더들과, 상기 P개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변조기들을 가지는 이동 통신 시스템에서, 채널 추정을 위해 사용되는 시퀀스를 생성하고, 상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 상기 시퀀스와 대체하여 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신함으로써 데이터 전송률을 최대화시킨다.

**【대표도】**

도 6

**【색인어】**

천공 패턴, 파일럿 시퀀스, STTC, 데이터 전송률

## 【명세서】

## 【발명의 명칭】

시공간 트렐리스 코드를 사용하는 이동 통신 시스템에서 파일럿 시퀀스 송수신 장치 및 방법{APPARATUS FOR TRANSMITTING/RECEIVING PILOT SEQUENCE IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM USING SPACE-TIME TRELLIS CODE AND METHOD THEREOF}

## 【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 STTC를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 2는 도 1의 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 내부 구조를 도시한 도면

도 3은 도 1의 송신기에서 송신하는 프레임 포맷을 개략적으로 도시한 도면

도 4는 2개의 인코더와, 3개의 송신 안테나를 가지는 STTC 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 5는 도 1의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 STTC를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 7은 도 6의 송신기에서 송신하는 프레임 포맷을 개략적으로 도시한 도면

도 8은 도 6의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 9는 본 발명의 시뮬레이션 결과를 개략적으로 도시한 그래프

## 【발명의 상세한 설명】

## 【발명의 목적】

## 【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <10> 본 발명은 이동 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 시공간 트렐리스 코드(STTC: Space-Time Trellis Code, 이하 "STTC"라 칭하기로 한다)를 사용하는 이동 통신 시스템에서 파일럿 시퀀스(pilot sequence)를 송수신하는 장치 및 방법에 관한 것이다.
- <11> 이동 통신 시스템(Mobile Telecommunication System)이 급속히 발전해 나가고, 또한 상기 이동 통신 시스템에서 서비스하는 데이터량이 급속하게 증가함에 따라 보다 고속의 데이터를 전송하기 위한 3세대 이동 통신 시스템이 개발되었다. 이런 3세대 이동 통신 시스템은 유럽은 기지국간 비동기방식인 광대역 코드 분할 다중 접속(W-CDMA: Wideband-Code Division Multiple Access) 방식을, 북미는 기지국간 동기방식인 CDMA(Code Division Multiple Access, 이하 "CDMA"라 칭하기로 한다)-2000 방식을 무선 접속 규격으로 표준화하고 있으며, 상기 이동 통신시스템은 통상적으로 한 기지국을 통해 다수개의 단말기(MS: Mobile Station)들이 교신하는 형태로 구성된다. 그런데, 상기 이동 통신 시스템에서 고속 데이터 전송시 무선 채널 상에서 발생하는 페이딩(Fading) 현상에 의해 수신 신호의 위상이 왜곡된다. 상기 페이딩은 수신 신호의 진폭을 수 dB에서 수십 dB까지 감소시키므로, 이렇게 페이딩 현상에 의해 왜곡된 수신 신호의 위상은 데이터 복조시 보상을 수행하지 않을 경우, 송신측에서 송신한 송신데이터의 정보 오류원인이 되어 이동통신 서비스의 품질을 저하시키게 되는 원인이 된다. 그러므로 이동통신시스템에서 고속 데이터를 서비스 품질 저하 없이 송신하기 위해서는 페이딩을 극복해야만 하고, 이런 페이딩을 극복하기 위해서 여러 가지 방법의 다이버시티(Diversity) 기법이 사용된다.

- <12> 일반적으로 CDMA 방식에서는 채널의 지연 확산(delay spread)을 이용해 다이버시티 수신하는 레이크(Rake) 수신기를 채택하고 있다. 상기 레이크 수신기는 다중 경로(multi-path) 신호를 수신하기 위한 수신 다이버시티가 적용되고 있지만, 전술한 지연 확산을 이용하는 다이버시티 기법을 적용한 레이크 수신기는 지연 확산이 설정치보다 작은 경우 동작하지 않는 문제점이 있다. 또한, 인터리빙(Interleaving)과 코딩(Coding)을 이용하는 시간 다이버시티(Time diversity) 기법은 도플러 확산(Doppler spread) 채널에서 사용된다. 하지만, 상기 시간 다이버시티 방식은 저속 도플러 확산 채널에서는 이용하는 것이 힘들다는 문제점이 있었다.
- <13> 그러므로 실내 채널과 같이 지연 확산이 작은 채널과, 보행자 채널과 같이 도플러 확산이 저속인 채널에서는 페이딩을 극복하기 위해 공간 다이버시티(Space Diversity) 기법이 사용된다. 상기 공간 다이버시티는 두 개 이상의 송수신 안테나를 이용하는 다이버시티 기법이다. 즉, 한 개의 송신 안테나를 통해 송신된 신호가 페이딩으로 인해 그 신호 크기가 감소할 경우, 나머지 송신 안테나를 통해 송신된 신호를 수신하는 기법이다. 상기 공간 다이버시티는 수신 안테나를 이용하는 수신안테나 다이버시티 기법과 송신 안테나를 이용하는 송신 다이버시티 기법으로 분류할 수 있다. 그러나, 상기 수신안테나 다이버시티 기법의 경우 단말기에 적용하므로 단말기의 크기와 비용 측면에서 다수개의 수신 안테나를 설치하기 힘들기 때문에, 기지국에 다수개의 송신 안테나를 설치하는 송신 다이버시티 기법을 사용하는 것이 권장된다.
- <14> 특히, 4세대(4G) 이동 통신 시스템에서는 10Mbps 내지 150Mbps 정도의 정보 송신 속도를 기대하고 있으며, 오류율(error rate)은 음성(voice)의 경우 비트 에러율(BER: Bit Error Rate, 이하 "BER"이라 칭하기로 한다)  $10^{-3}$ , 데이터의 경우 BER  $10^{-6}$ , 영상(image)의 경우 BER  $10^{-9}$  정도를 요구하고 있다. 상기 STTC는 다중 안테나와 채널 부호화 기술이 결합된 것으로서, 무선 MIMO 채널에서 데이터율(data rate)과 신뢰도(reliability)의 혁신적인 개선을 가져오는 기술



이다. 상기 STTC는 송신기 송신 신호의 시공간 차원을 확장함으로써 수신기 시공간 다이버시티 이득을 얻게 되는 것이다. 또한, 부가적인 대역폭(bandwidth) 필요없이 코딩 이득(coding gain)을 얻을 수 있어서 채널 용량에 있어서도 큰 개선을 가지고 있다.

<15> 그래서, 상기 송신 다이버시티 기법을 적용함에 있어 상기 STTC를 사용하며, 상기 STTC를 사용하면 상기 다수개의 송신 안테나들을 사용할 때 페이딩 채널(fading channel)에 의해 생기는 채널 이득(channel gain)의 저하에 대응하는 다이버시티 이득(diversity gain)과 함께 송신 전력을 증폭시킨 효과를 가지는 코딩 이득(coding gain)을 얻게 된다. 상기 STTC를 사용하여 신호를 송신하는 방식은 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 기재되어 있다(Vahid Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. on Info. Theory, pp. 744-765, Vol. 44, No. 2, March 1998).

<16> 그러면 여기서 도 1을 참조하여 상기 STTC를 사용하는 송신기 구조를 설명하기로 한다.

<17> 상기 도 1은 일반적인 STTC를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<18> 상기 도 1을 참조하면, 먼저 P개의 정보 데이터 비트(information data bit)들  $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 이 상기 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들  $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 은 직렬/병렬 변환기(S/P: Serial to Parallel Convertor)(111)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스(index) P는 상기 송신기에서 단위 송신 시간 동안에 송신할 정보 데이터 비트들의 개수를 나타내며, 상기 단위 송신 시간은 심벌(symbol) 단위 등이 될 수 있다. 상기 직렬/병렬 변환기(111)는 상기 정보 데이터 비트들 d

$d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(encoder)(121-1) 내지 제P인코더(121-P)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(111)는 병렬 변환된 정보 데이터  $d_1$ 을 제1인코더(121-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터  $d_p$ 을 제P인코더(121-P)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(121-1)내지 제P인코더(121-P) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(111)에서 출력된 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(modulator 1)(131-1) 내지 제M변조기(modulator M)(131-M)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M은 상기 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타내며, 상기 인코딩 방식은 STTC 인코딩 방식이다. 상기 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 인코더 내부 구조는 하기에서 도 2를 참조하여 설명할 것이므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

<19> 그리고, 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M) 각각은 상기 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M) 각각은 입력되는 신호들만 상이할 뿐 그 동작은 유사하므로 여기서는 상기 제1변조기(131-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 상기 제1변조기(131-1)는 상기 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P)에서 출력한 신호를 입력하여 가산한 후 상기 제1변조기(131-1)가 연결되는 송신 안테나, 즉 제1송신 안테나(ANT 1)에 적용되는 이득을 곱하고, 상기 이득이 곱해진 신호를 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조한 후 제1다중화기(MUX 1)로 출력한다. 여기서, 상기 변조 방식으로는 BPSK(Binary Phase Shift Keying, 이하 "BPSK"라 칭하기로 한다) 방식과,

QPSK(Quadrature Phase Shift Keying, 이하 "QPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QAM(Quadrature Amplitude Modulation, 이하 "QAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PAM(Pulse Amplitude Modulation, 이하 "PAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PSK(Phase Shift Keying, 이하 "PSK"라 칭하기로 한다) 방식 등과 같은 변조 방식등이 있으며, 상기 도 1에서는 인코더들의 개수가 P 개이므로  $2^P$ -ary QAM 방식을 사용한다고 가정하기로 한다.

<20>      상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M)는 각각 변조된 변조 심벌들  $S_1$  내지  $S_M$ 을 상기 제1다중화기(14101) 내지 제M다중화기(141-M) 각각으로 출력한다. 상기 제1다중화기(141-1)는 상기 제1변조기(131-1)에서 출력한 변조 심벌  $S_1$ 을 입력하고, 트레이닝 시퀀스 생성기(training sequence generator)(151)에서 생성한 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 입력하여 다중화한 후 제1송신 안테나(ANT 1)를 통해 송신한다. 여기서, 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(151)는 송신기와 수신기간 채널 추정(channel estimation)을 위한 시퀀스를 생성하며, 비교적 긴 길이의 시퀀스와 비교적 짧은 길이의 시퀀스의 2가지 형태의 시퀀스를 발생한다. 여기서, 상기 비교적 긴 길이의 시퀀스는 상기 송신기와 수신기간 초기 채널 추정을 위해 송신되는 트레이닝 시퀀스이며, 상기 비교적 짧은 길이의 시퀀스는 상기 송신기와 수신기간 통신중에 채널 추정을 위해 송신되는 파일럿 시퀀스(pilot sequence)이다. 상기 트레이닝 시퀀스 및 파일럿 시퀀스가 송신되는 동안에는 어떤 정보 데이터도 송신되지 않는다. 상기 제1다중화기(141-1)와 마찬가지로 나머지 다중화기들, 일 예로 제M다중화기(141-M)는 상기 제M변조기(131-M)에서 출력한 변조 심벌  $S_M$ 을 입력하고, 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(151)에서 출력하는 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 입력하여 다중화한 후 제M 송신 안테나(ANT M)를 통해 송신한다.

- <21> 그러면 여기서 도 2를 참조하여 상기 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 내부 구조를 설명하기로 한다.
- <22> 상기 도 2는 도 1의 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 내부 구조를 도시한 도면이다.
- <23> 상기 도 2를 참조하면, 상기 도 1에서 설명한 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P)는 상기 도 2에 도시되어 있는 바와 같은 구조를 가지며, 상기 제1인코더(121-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 상기 직렬/병렬 변환기(111)에서 출력한 정보 데이터 비트  $d_1$ 은 제1인코더(121-1)로 입력되고, 상기 제1인코더(121-1)는 상기 정보 데이터 비트  $d_1$ 을 tapped delay line, 즉 지연기(D: Delay)들(211-1)(211-2), ..., (211-(K-1))로 출력한다. 여기서, 상기 tapped delay line의 지연기들은 상기 제1인코더(121-1)의 구속장(이하 "constraint length"라 칭하기로 한다) K 보다 1개 적은 개수로 구비된다. 상기 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K-1)) 각각은 입력되는 신호를 지연하여 출력한다. 즉, 상기 지연기(211-1)는 상기 정보 데이터 비트  $d_1$ 을 지연하여 지연기(211-2)로 출력하고, 상기 지연기(211-2)는 상기 지연기(211-1)에서 출력하는 신호를 지연한 후 출력한다. 또한, 상기 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K-1)) 각각의 입력단으로 제공되는 신호들은 미리 설정되어 있는 이득이 곱해져서 모듈로 가산기(modulo adder)들(221-1), ..., (221-M)로 출력된다. 여기서, 상기 모듈로 가산기들의 개수는 상기 송신 안테나들의 개수와 동일하며, 상기 도 1에서 송신 안테나들의 개수가 M이므로, 상기 모듈로 가산기들 역시 M개 구비된다. 그리고 상기 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K-1)) 각각의 입력단에 곱해지는 이득은  $g_{i,j,K}$ 로 표현되는데, 상기  $g_{i,j,K}$ 에서  $i$ 는 인코더 인덱스이며,  $j$ 는 안테나 인덱스이며,  $K$ 는 메모리 인덱스이다. 상기 도 1에서 P개의 인코더들이 존재하고, M개의 안테나들이 존재하므로 상기  $i$ 는 1에서 P까지 증가하며,  $j$ 는 1에서

M까지 증가하며, K는 1에서 constraint length k까지 증가한다. 상기 모듈로 가산기들(221-1), ..., (221-M) 각각은 해당 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K-1))의 입력단 신호에 상기 이득이 곱해진 신호들을 모듈로 가산하여 출력한다. 상기 STTC 인코딩 방식 역시 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 상세하게 기재되어 있다.

<24> 한편, 상기에서 설명한 바와 같이 송신기에서 송신한 STTC 인코딩된 신호를 수신기에서 디코딩하기 위해서는 상기 다수개의 송신 안테나들을 통해 송신된 신호가 상기 수신기에 전달 되기까지 겪은 채널 특성을 알아야만 한다. 이렇게 송신된 신호들의 채널 특성을 알아내기 위해서 상기 수신기는 채널 추정 과정을 수행한다. 일반적으로 상기 수신기가 채널 추정을 할 수 있도록 하기 위해서 송신기측에서 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 송신한다. 그래서, 상기 수신기가 상기 송신기에서 송신한 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 가지고 채널 추정을 하고, 상기 채널 추정 결과에 따라 수신되는 수신 신호를 송신기측에서 송신한 송신 신호로 디코딩하게 되는 것이다.

<25> 이렇게 상기 송신기는 채널 추정을 위해 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 송신하는데, 상기 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 송신하는 동안에는 어떤 정보 데이터도 송신되지 않는다. 한편, 상기 트레이닝 시퀀스는 송신기와 수신기간 동기를 위해 주기적으로 송신되는 시퀀스로서, 일반적으로 채널 환경이 급격하게 변화하지 않을 때는 상기 트레이닝 시퀀스만을 가지고 채널 추정하는 것이 가능하다. 그러나, 비교적 짧은 시간 내에, 일 예로 한 프레임(frame)내에서 채널 특성이 변할 정도로 채널 변화 속도가 빨라지면 상기 채널 추정을 위해서 송신기는 프레임내에 파일럿 시퀀스를 송신한다. 그러면 수신기는 상기 파일럿 시퀀스를

검출하여 빠르게 변화하는 채널 특성을 정확하게 추정하고, 상기 채널 추정 결과를 가지고 정확하게 수신 신호를 디코딩할 수 있다.

- <26> 그러면 여기서 도 3을 참조하여 상기 송신기에서 송신하는 프레임 포맷(frame format)을 설명하기로 한다.
- <27> 상기 도 3은 도 1의 송신기에서 송신하는 프레임 포맷을 개략적으로 도시한 도면이다.
- <28> 상기 도 3을 설명함에 있어 상기 도 1의 송신기에 구비된 송신 안테나들의 개수가 2개인 경우를 가정하기로 한다. 상기 도 3을 참조하면, 제1 송신 안테나(ANT 1)와 제2 송신 안테나(ANT 2) 각각을 통해 송신되는 프레임 포맷은 트레이닝 시퀀스 송신 구간(Training Sequence)(311)과, 정보 데이터 송신 구간(Data)들(313),(317),(321)과, 파일럿 시퀀스 송신 구간(Pilot)들(315),(319),(333)로 구성된다. 상기 트레이닝 시퀀스 송신 구간(311)은 상기 송신기와 수신기간 초기 채널 추정을 위한 트레이닝 시퀀스가 송신되는 시구간이며, 상기 정보 데이터 송신 구간들(313),(317),(321)은 실제 정보 데이터들이 송신되는 시구간이며, 파일럿 시퀀스 송신 구간들(315),(319),(333)은 실제 정보 데이터 송수신중 채널 추정을 위한 파일럿 시퀀스가 송신되는 시구간이다. 또한, 상기 트레이닝 시퀀스가 송신되는 시구간을 " $T_T$ "라고 정의하며, 상기 정보 데이터가 송신되는 시구간을 " $T_D$ "라고 정의하며, 상기 파일럿 시퀀스가 송신되는 시구간을 " $T_P$ "라고 정의하기로 한다. 그래서, 상기 송신기의 제1다중화기(141-1) 내지 제M다중화기(141-M)는 (1) 상기  $T_T$  시구간에서는 트레이닝 시퀀스를 송신하도록, 즉 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(151)에서 출력하는 트레이닝 시퀀스를 송신하도록 제어하고, (2) 상기  $T_D$  시구간에서는 정보 데이터를 송신하도록, 즉 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M)에서 출력하는 변조 심벌들  $S_1$  내지  $S_M$ 을 송신하도록 제어하고, (3) 상기  $T_P$  시구간에서는 파일

릿 시퀀스를 송신하도록, 즉 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(151)에서 출력하는 파일럿 시퀀스를 송신하도록 제어한다.

- <29> 그러면 여기서 상기에서 설명한 STTC를 사용하는 송신기 구조에서 인코더 개수가 2개이고, 송신 안테나가 3개일 경우를 도 4를 참조하여 설명하기로 한다.
- <30> 상기 도 4는 2개의 인코더와, 3개의 송신 안테나를 가지는 STTC 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- <31> 상기 도 4를 참조하면, 먼저 2개의 정보 데이터 비트들  $d_1$   $d_2$ 가 상기 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들  $d_1$   $d_2$ 은 직렬/병렬 변환기(411)로 입력된다. 상기 직렬/병렬 변환기(411)는 상기 정보 데이터 비트들  $d_1$ ,  $d_2$ 을 병렬 변환하여 상기 정보 데이터 비트  $d_1$ 을 제1인코더(421-1)로 출력하고, 상기 정보 데이터 비트  $d_2$ 을 제2인코더(421-2)로 출력한다. 상기 제1인코더(421-1)가 constraint length  $K$ 가 4라고 가정하면(constraint length  $K = 4$ ), 상기 제1인코더(421-1)의 내부 구조는 상기 도 2에서 설명한 바와 같이 상기 constraint length  $K$  4보다 1작은 개수인 3개의 지연기들과( $1+2D+D^3$ ) 3개의 모듈로 가산기들이 구비된다. 그래서, 상기 제1인코더(421-1)는 첫 번째 지연기로 입력된, 즉 지연되지 않은 정보 데이터 비트  $d_1$ 과, 첫 번째 지연기에서 한번 지연된 비트에 2를 곱한 비트와, 세 번째 지연기에서 세 번 지연된 비트가 제1 송신 안테나(ANT 1)의 제1변조기(431-1)에 연결되는 첫 번째 모듈로 가산기로 출력한다. 이런 식으로 상기 제1인코더(421-1)의 3개의 모듈로 연산기들의 출력은 각각 제1변조기(431-1)와, 제2변조기(431-1)와, 제3변조기(431-3)로 출력된다. 그리고, 상기 제2인코더(421-2)는 상기 직렬/병렬 변환기(411)에서 출력한  $d_2$ 을 입력하여 상기 제1인코더(421-1)와 동일한 방식으로 인코딩한 후 상기 제1변조기(431-1)와, 제2변조기(431-1)와, 제3변조기(431-3) 각각으로 출력한다.

<32>      상기 제1변조기(431-1)는 상기 제1인코더(421-1) 및 제2인코더(421-2)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1다중화기(441-1)로 출력한다. 여기서, 상기 송신기에 적용되는 변조 방식을 QPSK 방식이라고 가정하기로 하며, 따라서 상기 제1인코더(421-1)에서 출력한 신호가  $b_1$ 이고, 상기 제2인코더(421-2)에서 출력한 신호가  $b_2$ 일 경우 상기 제1변조기(431-1)는 상기 QPSK 방식으로 변조하여  $b_1 + b_2*j$ 로 출력한다. 상기 제1변조기(431-1)와 마찬가지로 방식으로 상기 제2변조기(431-2) 및 제3변조기(431-3)는 각각 상기 제1인코더(421-1) 및 제2인코더(421-2)에서 출력한 신호를 입력하여 QPSK 방식으로 변조하여 제2다중화기(441-2)와 제3다중화기(441-3)로 출력한다. 상기 제1다중화기(441-1) 내지 제3다중화기(441-3) 각각은 상기 제1변조기(431-1) 내지 제3변조기(431-3)에서 출력한 신호와 트레이닝 시퀀스 생성기(451)에서 출력한 신호를 다중화하여 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제3 송신 안테나(ANT 3)로 출력한다. 여기서, 상기 트레이닝 시퀀스가 송신되는 시간인  $T_T$ 을 10으로( $T_T = 10$ ), 상기 정보 데이터가 송신되는 시간인  $T_D$ 을 10으로( $T_D = 10$ ), 상기 파일럿 시퀀스가 송신되는 시간인  $T_P$ 을 2라고( $T_P = 2$ )가정하기로 한다. 그러면 상기 제1다중화기(441-1) 내지 제3다중화기(441-3) 각각은 최초 10심벌(symbol) 동안에는 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(451)에서 출력하는 트레이닝 시퀀스를 송신하고, 상기 최초 10 심벌 이후의 10심벌 동안에는 상기 제1변조기(431-1) 내지 제3변조기(431-3)에서 출력하는 변조 심벌들  $S_1$  내지  $S_3$ 를, 즉 정보 데이터 신호를 송신하고, 이후 2심벌 동안에는 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(451)에서 출력하는 파일럿 시퀀스를 송신한다.

<33>      다음으로 도 5를 참조하여 상기 도 1의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 설명하기로 한다.



<34>        상기 도 5는 도 1의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<35>        상기 도 5를 참조하면, 먼저 송신기에서 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도 5에서는 수신 안테나들이 N개 구비되어 있다고 가정하기로 한다. 상기 N개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 먼저 제1 수신 안테나(ANT 1)를 통해 수신된 신호는 제1역다중화기(DEMUX)(511-1)로 입력되고, 이런 식으로 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 제N역다중화기(511-N)로 입력된다. 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)는 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 수신된 신호를 역다중화하여 채널 추정기(channel estimator)(513) 혹은 메트릭 계산기(Metric Calculator)(515)로 출력한다. 여기서, 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)는 입력되는 신호를 역다중화하여 정보 데이터 혹은 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스로 출력하는 것이다. 여기서, 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)가 수신 신호를 역다중화하는 것은 상기 도 3에서 설명한 바와 같이 송신기에서 송신한 송신 구간에 상응하게 역다중화하는 것이다. 즉, 상기 수신 신호가 트레이닝 시퀀스가 수신되는 구간일 경우 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)는 상기 수신되는 트레이닝 시퀀스를 상기 채널 추정기(513)로 출력하고, 상기 수신 신호가 정보 데이터가 수신되는 구간일 경우 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)는 상기 수신되는 정보 데이터를 상기 메트릭 계산기(515)로 출력하고, 상기 수신 신호가 파일럿 시퀀스가 수신되는 구간일 경우 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)는 상기 수신되는 파일럿 시퀀스를 상기 채널 추정기(513)로 출력하는 것이다.

<36>      상기 채널 추정기(513)는 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N) 각각에서 출력한 신호들을 트레이닝 시퀀스 생성기(514)에서 출력한 신호를 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 hypothesis(517)로 출력한다. 여기서, 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(514)는 송신기에서 발생한 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스, 즉 상기 도 1에서 설명한 트레이닝 시퀀스 생성기(151)에서 생성하는 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스와 동일한 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 생성한다. 따라서 상기 채널 추정기(513)가 상기 트레이닝 시퀀스 수신 구간에서 수신된 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)의 출력 신호와 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(514)에서 출력한 신호를 비교하여 초기 채널 추정을 하게 되는 것이다. 여기서, 상기 트레이닝 시퀀스를 가지고 초기 채널 추정하는 방식은 A.F.Naguib와, V. Tarokh와, N. Seshadri 및 A.Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "A space time coding modem for high data rate wireless communications"에 기재되어 있다(A.F.Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A.Calderbank, "A space time coding modem for high data rate wireless communications", IEEE Journal on selected areas in communications, pp. 1459-1478, Vol, No. 8. Oct. 1998).

<37>      한편, 가능 시퀀스 생성기(Possible Sequences Generator)(519)는 상기 송신기에서 정보 데이터 비트들에 대해서 동시에 인코딩되었을 가능성이 있는 모든 종류의 시퀀스들을 생성하고, 상기 생성한 시퀀스들을 제1인코더(521-1) 내지 제P인코더(521-P)로 출력한다. 여기서, 상기 가능 시퀀스 생성기(519)는 상기 송신기에서 정보 데이터를 송신하는 단위가 P개의 정보 비트들이므로, P개의 비트들로 구성된 가능 시퀀스( $\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_P$ ) 들을 생성한다. 이렇게 생성된 가능 시퀀스들의 P 개의 비트들 각각은 상기 제1인코더(521-1) 내지 제P인코더(521-P)로 입력되고, 상기 제1인코더(521-1) 내지 제P인코더(521-P)는 입력되는 비트들 각각을 상기 도 2에서

설명한 바와 같은 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(531-1) 내지 제M변조기(531-M)로 출력한다. 상기 제1변조기(531-1) 내지 제M변조기(531-M) 각각은 상기 제1인코더(521-1) 내지 제P인코더(521-P)에서 출력하는 인코딩된 비트들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 상기 hypothesis(517)로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(531-1) 내지 제M변조기(531-M)에서 적용하는 변조 방식은 상기에서 설명한 바와 같이 BPSK 방식과, QPSK 방식과, QAM 방식과, PAM 방식과, PSK 방식 등과 같은 변조 방식들 중 어느 한 방식으로 설정되며, 상기 도 1의 제1변조기(141-1) 내지 제M변조기(141-M)에서 적용한 변조 방식이  $2^P$ -ary QAM 방식이므로 상기 제1변조기(531-1) 내지 제M변조기(531-M) 역시 상기  $2^P$ -ary QAM 방식으로 입력되는 신호를 변조한다.

<38>      상기 hypothesis(517)는 상기 제1변조기(531-1) 내지 제M변조기(531-M) 각각에서 출력한 변조 심벌들  $\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_M$ 과, 상기 채널 추정기(513)에서 출력한 채널 추정 결과를 입력하고, 상기 제1변조기(531-1) 내지 제M변조기(531-M) 각각에서 출력한 신호들로 이루어진 시퀀스가 상기 채널 추정 결과와 동일한 채널을 통과했을 때의 가상 채널 출력을 생성하여 상기 메트릭 계산기(515)로 출력한다. 상기 메트릭 계산기(515)는 상기 hypothesis(517)에서 출력한 가상 채널 출력과 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)에서 출력한 신호들을 입력하고, 상기 가상 채널 출력과 상기 제1역다중화기(511-1) 내지 제N역다중화기(511-N)에서 출력한 신호들간의 거리를 계산한다. 여기서, 상기 메트릭 계산기(515)는 상기 거리를 계산할 때 Euclidean distance를 사용한다.

<39>      이런 식으로, 상기 메트릭 계산기(515)는 상기 송신기에서 송신할 수 있는 모든 가능한 시퀀스들에 대해서 Euclidean distance를 계산한 후 최소 거리

선택기(minimum distance selector)(523)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(523)는 상기 메트릭 계산기(515)에서 출력하는 Euclidean distance들 중 최소 거리를 가지는 Euclidean distance를 선택하고, 상기 선택한 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 상기 송신기에서 송신한 정보 비트로 결정하여 병렬/직렬 변환기(P/S: Parallel to Serial Convertor)(525)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(523)가 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정할 때 사용하는 알고리즘(algorithm)에는 다수의 알고리즘들이 존재할 수 있으나, 여기서는 비터비 알고리즘(Viterbi algorithm)을 사용한다고 가정하기로 한다. 또한, 상기 비터비 알고리즘을 사용하여 최소 거리를 가지는 정보 비트를 추출해내는 과정은 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"(Vahid Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. on Info. Theory, pp. 744-765, Vol. 44, No. 2, March 1998)에 상세하게 설명되어 있으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

<40> 여기서, 상기 최소 거리 선택기(523)는 상기 가능 시퀀스 생성기(519)에서 발생한 모든 시퀀스들에 대해서 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정하므로, 결과적으로 P개의 정보 비트들, 즉  $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_P$ 을 출력한다. 그러면 상기 병렬/직렬 변환기(525)는 상기 최소 거리 선택기(523)에서 출력한 P개의 정보 비트들을 직렬 변환하여 수신 정보 데이터 시퀀스  $\hat{a}_1 \hat{a}_2 \dots \hat{a}_P$ 로 출력하는 것이다.

<41> 상기 도 1 내지 도 5에서 설명한 바와 같이 STTC를 사용하는 송신기는 초기 채널 추정과, 통신중 채널 추정을 위해 트레이닝 시퀀스 및 파일럿 시퀀스를 송신하는데, 상기 트레

이닝 시퀀스 및 파일럿 시퀀스를 송신하는 동안에는 상기 송신기의 모든 송신 안테나들을 통해서 상기 트레이닝 시퀀스 및 파일럿 시퀀스 이외의 어떤 정보 데이터도 송신하지 않았었다. 이렇게 트레이닝 시퀀스 및 파일럿 시퀀스를 송신하는 동안 어떤 정보 데이터도 송신되지 않기 때문에 송신기 데이터 전송률(data rate)은 저하된다. 일 예로, 상기 송신기가 2개의 송신 안테나들을 구비할 경우, 상기 트레이닝 시퀀스 및 파일럿 시퀀스를 송신하는 구간에서는 상기 2개의 송신 안테나들 모두에 트레이닝 시퀀스 및 파일럿 시퀀스가 송신되기 때문에 상기 트레이닝 시퀀스 및 파일럿 시퀀스를 송신하는 구간 동안은 정보 데이터를 송신하는 것은 불가능하다. 이렇게 정보 데이터를 송신하는 것이 불가능하기 때문에 상기 송신기의 데이터 전송률 저하가 발생되며, 한 프레임 동안 모두 L개의 파일럿 시퀀스 송신 구간 및 정보 데이터 송신 구간들이 존재한다면, 전체 오버헤드(overhead)는  $(LT_p + T_T) / (LT_p + LT_D + T_T)$ 이다. 일 예로, 상기 정보 데이터를 송신하는 구간인  $T_D$ 가 상기 파일럿 시퀀스를 송신하는 구간인  $T_p$ 의 3배 길이를 가진다고 가정할 경우, 상기 L이 비교적 크게 설정되면 상기 송신기의 오버헤드는 전체 오버헤드의 25%이다. 이렇게, 송신기 데이터 전송률 저하는 결과적으로 시스템 성능 저하를 가져온다는 문제점이 있었다.

#### 【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

- <42> 따라서, 본 발명의 목적은 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 파일럿 시퀀스 송수신 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <43> 본 발명의 다른 목적은 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터 전송률을 극대화 하는 파일럿 시퀀스 송수신 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<44>       상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 송신 장치는; M개의 송신 안테나들을 가지며, P개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 P개의 인코더들과, 상기 P개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변조기들을 가지는 이동 통신 시스템에서 채널 추정에 사용되는 시퀀스를 송신하기 위한 장치에 있어서, 상기 채널 추정을 위해 사용되는 시퀀스를 생성하는 시퀀스 생성기와, 상기 M개의 송신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 상기 시퀀스와 대체하여 송신하는 M개의 다중화기들을 포함함을 특징으로 한다.

<45>       상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 수신 장치는; 송신기에서 M개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 변조 심벌열들을 N개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 채널 추정을 위한 시퀀스를 수신하는 장치에 있어서, 상기 N개의 수신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 적어도 하나의 위치의 수신 심벌을 상기 채널 추정을 위한 시퀀스로 출력하는 N개의 역다중화기들과, 상기 N개의 역다중화기들에서 출력하는 채널 추정을 위한 시퀀스들을 이용하여 채널 추정하는 채널 추정기를 포함함을 특징으로 한다.

<46>       상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 송신 방법은; M개의 송신 안테나들을 가지며, P개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 P개의 인코더들과, 상기 P개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변조기들을 가지는 이동 통신 시스템에서 채널 추정에 사용되는 시퀀스를 송신하기 위한 방법에 있어서, 상기

채널 추정을 위해 사용되는 시퀀스를 생성하는 과정과, 상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 상기 시퀀스와 대치하여 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

<47>       상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 수신 방법은; 송신기에서 M개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 변조 심벌열들을 N개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 채널 추정을 위한 시퀀스를 수신하는 방법에 있어서, 상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 적어도 하나의 위치의 수신 심벌을 상기 채널 추정을 위한 시퀀스들로 출력하는 과정과, 상기 채널 추정을 위한 시퀀스들을 이용하여 채널 추정하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

#### 【발명의 구성 및 작용】

<48>       이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.

<49>       도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 시공간 트렐리스 코드(STTC: Space Time Trellis Code, 이하 "STTC"라 칭하기로 한다)를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<50>       상기 도 6을 참조하면, 먼저 P개의 정보 데이터 비트(information bit)들  $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 이 상기 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들  $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 은 직렬/병렬 변환기(S/P: Serial to Parallel Convertor)(611)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스(index) P는 상기 송신기에서 단위 송신 시간 동안에 송신할 정보 데이터 비트들의 개수를 나타내며, 상

기 단위 송신 시간은 심벌(symbol) 단위 등이 될 수 있다. 상기 직렬/병렬 변환기(611)는 상기 정보 데이터 비트들  $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(encoder)(621-1) 내지 제P인코더(621-P)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(611)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트  $d_1$ 을 제1인코더(621-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트  $d_p$ 을 제P인코더(621-P)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(621-1)는 상기 정보 데이터 비트  $d_1$ 을 입력하여 미리 설정되어 있는 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(modulator 1)(631-1) 내지 제M변조기(modulator M)(631-M)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M은 상기 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타내며, 상기 인코딩 방식은 STTC 인코딩 방식이다. 이런 식으로 상기 제P인코더(621-P)는 상기 정보 데이터 비트  $d_p$ 을 입력하여 상기 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 상기 제1변조기(631-1) 내지 제M변조기(631-M)로 출력한다. 상기 제1인코더(621-1) 내지 제P인코더(621-P) 내부 구조는 상기 종래 기술 부분에서 설명한 도 2와 동일한 구조를 가지므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

<51> 그리고, 상기 제1변조기(631-1) 내지 제M변조기(631-M) 각각은 상기 제1인코더(621-1) 내지 제P인코더(621-P)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기(631-1) 내지 제M변조기(631-M) 각각은 입력되는 신호들만 상이할 뿐 그 동작은 유사하므로 여기서는 상기 제1변조기(631-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 상기 제1변조기(631-1)는 상기 제1인코더(621-1) 내지 제P인코더(621-P)에서 출력한 신호를 입력하여 가산한 후 상기 제1변조기(631-1)가 연결되는 안테나(antenna)에 적용되는 이득을 곱한 후 미리 설정되어 있는 변조 방식에 상응하게 변조한 후 제1천공기(Puncturer1)(641-1)로 출



력한다. 여기서, 상기 변조 방식으로는 BPSK(Binary Phase Shift Keying, 이하 "BPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying, 이하 "QPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QAM(Quadrature Amplitude Modulation, 이하 "QAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PAM(Pulse Amplitude Modulation, 이하 "PAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PSK(Phase Shift Keying, 이하 "PSK"라 칭하기로 한다) 방식 등과 같은 변조 방식 등이 있으며, 상기 도 6에서는 인코더들의 개수가 P개이므로  $2^P$ -ary QAM 방식을 사용한다고 가정하기로 한다.

<52>       상기 제1변조기(631-1) 내지 제M변조기(631-M)는 각각 변조된 변조 심벌들  $S_1$  내지  $S_M$ 을 제1천공기(puncture 1)(641-1) 내지 제M천공기(641-M)로 출력한다. 여기서, 상기 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M)는 상기 제1변조기(631-1) 내지 제M변조기(631-M) 각각에서 변조 심벌들  $S_1$  내지  $S_M$ 을 입력하여 미리 설정된 천공 매트릭스(puncturing matrix)에 상응하게 천공한 후 제1다중화기(MUX 1)(651-1) 내지 제M다중화기(651-M)로 출력한다. 본 발명에서는 상기 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M) 각각은 상기 제1변조기(631-1) 내지 제M변조기(631-M) 각각에서 출력한 변조 심벌들  $S_1$  내지  $S_M$ 을 입력하여 송신 안테나별로 주기적으로 천공한다.

<53>       그러면 여기서, 상기 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M)가 상기 천공 매트릭스에 따라 상기 제1변조기(631-1) 내지 제M변조기(631-M) 각각에서 출력한 변조 심벌들  $S_1$  내지  $S_M$ 을 천공하는 과정을 구체적으로 설명하기로 한다.

<54>       일 예로, 상기 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수가 2개라고 가정할 경우, 상기 2개의 송신 안테나들을 통해 단위 송신 구간 동안 4개의 심벌들을 송신할 때 하기 수학식 1과 같은 천공 매트릭스를 적용한다.

<55> **【수학식 1】**  $P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

<56> 상기 수학식 1에서,  $P_1$ 은 천공 매트릭스를 나타내며, 상기 천공 매트릭스  $P_1$ 에서 열(column)은 송신 구간, 즉 심벌 구간을 나타내며, 행(row)은 송신 안테나를 나타낸다. 상기 천공 매트릭스  $P_1$ 에서 엘리먼트(element) "1"은 입력되는 심벌을 천공하지 않고 그대로 통과시키는 것을 의미하며, 엘리먼트 "0"은 입력되는 심벌을 천공하여 해당 구간에서 심벌을 송신하지 않는 것을 의미한다. 즉, 상기 천공 매트릭스  $P_1$ 에서 첫 번째 열에서는, 즉 첫 번째 심벌 구간에서는 제1송신 안테나와 연결된 제1변조기에서 출력되는 신호와, 제2송신 안테나에 연결된 제2변조기에서 출력되는 신호를 그대로 통과시킨다. 이와는 달리 상기 천공 매트릭스  $P_1$ 에서 두 번째 열에서는, 즉 두 번째 심벌 구간에서는 제1송신 안테나와 연결된 제1변조기에서 출력되는 신호는 그대로 통과시키고, 제2송신 안테나에 연결된 제2변조기에서 출력되는 신호를 천공한다. 그래서, 상기 천공 매트릭스  $P_1$ 을 적용할 경우 코드 레이트(code rate)가 상기 천공 매트릭스  $P_1$ 을 적용하지 않을 경우에 비해  $\frac{4}{3}$  배 증가한다.

<57> 또 다른 예로, 상기 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수가 2개라고 가정할 경우, 상기 2개의 송신 안테나들을 통해 단위 송신 구간 동안 6개의 심벌들을 송신할 때 하기 수학적식 2와 같은 천공 매트릭스를 적용할 수 있다.

<58> **【수학식 2】**  $P_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

<59> 상기 수학식 2에서,  $P_2$ 은 천공 매트릭스를 나타내며, 상기 천공 매트릭스  $P_2$ 에서 열은 송신 구간, 즉 심벌 구간을 나타내며, 행은 송신 안테나를 나타낸다. 상기 천공 매트릭스  $P_2$ 에서 엘리먼트 "1"은 입력되는 심벌을 천공하지 않고 그대로 통과시키는 것을 의미하며, 엘리먼트 "0"은 입력되는 심벌을 천공하여 해당 구간에서 심벌을 송신하지 않는 것을 의미한다.

<60> 이런 식으로, 상기 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M)는 천공 매트릭스에 상응하게 입력되는 심벌을 그대로 통과시키거나 혹은 천공하여 제1다중화기(651-1) 내지 제M다중화기(651-M)로 출력한다. 상기 제1다중화기(651-1) 내지 제M다중화기(651-M)는 상기 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M)에서 출력하는 신호를 입력하여 다중화한 후 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제M 송신 안테나(ANT M)로 출력한다. 그러면 여기서 상기 제1다중화기(651-1) 내지 제M다중화기(651-M) 동작에 대해서 설명하면 다음과 같다.

<61> 상기 제1다중화기(651-1) 내지 제M다중화기(651-M) 각각은 그 동작 과정이 유사하므로 여기서는 상기 제1다중화기(651-1)를 일 예로 설명하기로 한다. 상기 제1다중화기(651-1)는 상기 제1천공기(641-1)에서 출력한 신호를 입력하고, 상기 천공 매트릭스에 상응하게 상기 제1천공기(641-1)에서 출력한 신호를 다중화한다. 즉, 상기 천공 매트릭스의 해당 엘리먼트가 "1"일 경우 상기 제1다중화기(651-1)는 상기 제1천공기(641-1)에서 출력하는 신호를 그대로 상기 제1 송신 안테나(ANT1)를 통해 송신하고, 상기 천공 매트릭스의 해당 엘리먼트가 "0"일 경우 상기 제1다중화기(651-1)는 상기 제1천공기(641-1)에서 출력하는 신호가 없으므로 트레이닝 시퀀스 생성기(training sequence generator)(661)에서 출력하는 신호, 즉 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 입력하여 다중화한 후 상기 제1 송신 안테나(ANT 1)를 통해 송신한다. 이런 식으로 제M다중화기(651-M)는 상기 제M천공기(641-M)에서 출력한 신호를 입력하고, 상기 천공 매트릭스에 상응하게 트레이닝 시퀀스 생성기(661)에서 출력하는 신호를 입력하여 다중화한 후 제M 송신 안테나(ANT M)를 통해 송신한다. 여기서, 상기 천공 매트릭스가 적용되는 송신 구간은 상기 파일럿 시퀀스가 송신되는 구간이며, 상기 트레이닝 시퀀스는 기존 방식과 동일하게 송신된다.

<62> 그래서, 결과적으로 상기 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제M 송신 안테나(ANT M)를 통해서 송신되는 심벌들은 주기적으로 파일럿 시퀀스를 포함하고, 파일럿 시퀀스를 송신하기 위해서 상기 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제M 송신 안테나(ANT M) 모두가 정보 데이터를 송신하지 않는 것이 아니라 상기 파일럿 시퀀스를 송신하는 송신 안테나만이 정보 데이터를 송신하지 않기 때문에 데이터 전송률(data rate)이 증가하게 되는 것이다. 상기 도 6에서는 상기 천공 매트릭스에 상응하게 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M)가 해당하는 심벌을 천공하였지만, 상기 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M)에서 심벌을 천공하지 않고 상기 제1다중화기(651-1) 내지 제M다중화기(651-M)가 직접 상기 천공 매트릭스에 따라 신호를 다중화하여 송신할 수도 있다. 이 경우 상기 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M) 구조는 제거 가능함은 물론이다.

<63> 상기 도 6에서 설명한 바와 같이 본 발명에서는 파일럿 시퀀스를 송신함에 있어 송신기의 송신 안테나들 모두를 통해서 송신하는 것이 아니라 주기적으로 한 개의 송신 안테나를 통해서 송신하기 때문에 데이터 전송률이 증가하게 된다.

<64> 그러면 여기서 도 7을 참조하여 상기 송신기에서 송신하는 프레임 포맷(frame format)을 설명하기로 한다.

<65> 상기 도 7은 도 6의 송신기에서 송신하는 프레임 포맷을 개략적으로 도시한 도면이다.

<66> 상기 도 7을 설명함에 있어 상기 도 6의 송신기에 구비된 송신 안테나들의 개수가 2개인 경우를 가정하기로 한다. 상기 도 7을 참조하면, 제1 송신 안테나(ANT 1)와 제2 송신 안테나(ANT2) 각각을 통해 송신되는 프레임 포맷은 트레이닝 시퀀스 송신 구간(Training Sequence)(811)과, 정보 데이터 송신 구간(D: Data)들(813)과, 파일럿 시퀀스 송신 구간(P: Pilot)들(815)로 구성된다. 상기 트레이닝 시퀀스 송신 구간(811)은 상기 송신기와 수신기간

초기 채널 추정을 위한 트레이닝 시퀀스가 송신되는 구간이며, 상기 정보 데이터 송신 구간들(813)은 실제 정보 데이터들이 송신되는 구간이며, 파일럿 시퀀스 송신 구간들(815)은 실제 정보 데이터 송수신중 채널 추정을 위한 파일럿 시퀀스가 송신되는 구간이다. 또한, 상기 트레이닝 시퀀스가 송신되는 시간을 " $T_T$ "라고 정의하며, 상기 정보 데이터가 송신되는 시간을 " $T_D$ "라고 정의하며, 상기 파일럿 시퀀스가 송신되는 시간을 " $T_P$ "라고 정의하기로 한다. 종래 기술에서 송신기가 상기 도 3에서 설명한 바와 같이 (1) 상기  $T_T$  시구간에서는 트레이닝 시퀀스만을 송신하도록 제어하고, (2) 상기  $T_D$  시구간에서는 정보 데이터를 송신하도록 제어하고, (3) 상기  $T_P$  시구간에서는 파일럿 시퀀스만을 송신하도록 제어하였었다. 상기 종래 기술과 같은 방식으로 파일럿 시퀀스를 송신할 경우 상기 파일럿 시퀀스를 송신하는 구간에서는 어떤 정보 데이터도 송신할 수가 없어서 데이터 전송률이 저하되는 문제점이 있었다. 그러나 본 발명은 상기 도 7에 도시되어 있는 바와 같이 정보 데이터를 송신하면서 천공 매트릭스에 상응하게 주기적으로 정보 데이터를 천공하고, 상기 정보 데이터가 천공된 부분에 파일럿 시퀀스를 삽입하여 송신한다. 그래서, 파일럿 시퀀스를 송신하면서도 정보 데이터를 송신할 수 있어 데이터 전송률이 증가된다.

<67> 그러면 여기서 도 8을 참조하여 상기 도 6에서 설명한 STTC를 사용하는 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 설명하기로 한다.

<68> 상기 도 8은 도 6의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다

<69> 상기 도 8을 참조하면, 먼저 송신기에서 에어(air)상으로 송신한 신호는 상

기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도 8에서는 수신 안테나들이 N개 구비되어 있다고 가정하기로 한다. 상기 N개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 먼저 제1 수신 안테나(ANT 1)를 통해 수신된 신호는 제1역다중화기(DEMUX)(911-1)로 입력되고, 이런 식으로 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 제N역다중화기(911-N)로 입력된다. 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)는 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 수신된 신호를 역다중화하여 채널 추정기(channel estimator)(913) 혹은 메트릭 계산기(Metric Calculator)(915)로 출력한다. 여기서, 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)는 입력되는 신호를 역다중화하여 정보 데이터 혹은 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스로 출력하는 것이다. 여기서, 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)가 수신 신호를 역다중화하는 과정은 상기 도 7에서 설명한 바와 같이 송신기에서 송신한 송신 구간에 상응하게 다중화한 구간들을 분리해내는 것이다.

<70> 즉, 상기 수신 신호가 트레이닝 시퀀스가 수신되는 구간일 경우 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)는 상기 수신되는 트레이닝 시퀀스를 상기 채널 추정기(913)로 출력하고, 상기 수신 신호가 정보 데이터가 수신되는 구간일 경우 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)는 상기 수신되는 정보 데이터를 상기 메트릭 계산기(915)로 출력하고, 상기 수신 신호가 파일럿 시퀀스가 수신되는 구간일 경우 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)는 상기 수신되는 파일럿 시퀀스를 상기 채널 추정기(913)로 출력하는 것이다. 본 발명에서는 천공 매트릭스를 적용하여 정보 데이터 혹은 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 송신하였으므로, 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)는 상기 천공 매트릭스에 상응하게 상기 수신신호를 정보 데이터 혹은 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스로 역다중화하는 것이다. 즉, 상기 천공 매트릭스의 엘리먼트가 "1"일 경우

상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)는 수신 신호를 상기 매트릭 계산기(915)로 출력하고, 상기 천공 매트릭스의 엘리먼트가 "0"일 경우 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)는 수신 신호를 상기 채널 추정기(913)로 출력한다.

<71>       상기 채널 추정기(913)는 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N) 각각에서 출력한 신호들을 트레이닝 시퀀스 생성기(914)에서 출력한 신호를 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 hypothesis(917)로 출력한다. 여기서, 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(914)는 송신기에서 발생한 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스, 즉 상기 도 6에서 설명한 트레이닝 시퀀스 생성기(651)에서 생성하는 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스와 동일한 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 생성하며, 따라서 상기 채널 추정기(913)가 상기 천공 매트릭스의 엘리먼트가 "1"인 구간에서 수신된 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)의 출력 신호와 상기 트레이닝 시퀀스 생성기(914)에서 출력한 신호를 비교하여 채널 추정을 하게 되는 것이다. 여기서, 상기 트레이닝 시퀀스 혹은 파일럿 시퀀스를 가지고 채널 추정하는 과정은 상기 종래 기술 부분에서 설명한 바와 같이 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 기재되어 있으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다(Vahid Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. on Info. Theory, pp. 744-765, Vol. 44, No. 2, March 1998).

<72>       한편, 가능 시퀀스 생성기(Possible Sequences Generator)(919)는 상기 송신기에서 송신한 정보 데이터 비트들에 대해서 동시에 인코딩되었을 가능성이 있는 모든 종류의 시퀀스들을 생성하고, 상기 생성한 시퀀스들을 제1인코더(921-1) 내지 제P인코더(921-P)로 출력한다. 여기

서, 상기 가능 시퀀스 생성기(919)는 상기 송신기에서 정보 데이터를 송신하는 단위가 P개의 정보 비트들이므로, P개의 비트들로 구성된 가능 시퀀스( $\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_P$ ) 들을 생성한다. 이렇게 생성된 가능 시퀀스들의 P 개의 비트들 각각은 상기 제1인코더(921-1) 내지 제P인코더(921-P)로 입력되고, 상기 제1인코더(921-1) 내지 제P인코더(921-P)는 입력되는 비트들 각각을 상기 종래 기술 부분의 도 2에서 설명한 바와 같이 인코딩한 후 제1변조기(931-1) 내지 제M변조기(931-M)로 출력한다. 상기 제1변조기(931-1) 내지 제M변조기(931-M) 각각은 상기 제1인코더(921-1) 내지 제P인코더(921-P)에서 출력하는 인코딩된 비트들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1천공기(941-1) 내지 제M천공기(941-M)로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(931-1) 내지 제M변조기(931-M)에서 적용하는 변조 방식은 상기에서 설명한 바와 같이 BPSK 방식과, QPSK 방식과, QAM 방식과, PAM 방식과, PSK 방식 등과 같은 변조 방식들 중 어느 한 방식으로 설정되며, 상기 도 6의 제1변조기(631-1) 내지 제M변조기(631-M)에서 적용한 변조 방식이  $2^P$ -ary QAM 방식이므로 상기 제1변조기(931-1) 내지 제M변조기(931-M) 역시 상기  $2^P$ -ary QAM 방식으로 입력되는 신호를 변조한다.

<73>      상기 제1변조기(931-1) 내지 제M변조기(931-M)는 상기 제1인코더(921-1) 내지 제P인코더(921-P)에서 출력한 신호를 상기  $2^P$ -ary QAM 방식으로 변조한 후 상기 제1천공기(941-1) 내지 제M천공기(941-M)로 출력한다. 상기 제1천공기(941-1) 내지 제M천공기(941-M)는 상기 제1변조기(931-1) 내지 제M변조기(931-M)에서 출력한 변조 심벌들을 입력하여 상기 도 6의 제1천공기(641-1) 내지 제M천공기(641-M)에서 적용한 천공 매트릭스와 동일한 천공 매트릭스에 상응하게 천공한 후 상기 hypothesis(917)로 출력한다. 상기 hypothesis(917)는 상기 제1천공기(941-1) 내지 제M천공기(941-M) 각각에서 출력한 신호들과, 상기 채널 추정기(913)에서 출력한 채널 추정 결과를 입력하고, 상기 제1천공기(941-1) 내지 제M천공기(941-M) 각각에서



출력한 신호들로 이루어진 시퀀스가 상기 채널 추정 결과와 동일한 채널을 통과했을 때의 가상 채널 출력을 생성하여 상기 메트릭 계산기(915)로 출력한다. 여기서, 상기 천공 매트릭스에 상응하게 제1천공기(941-1) 내지 제M천공기(941-M)에서 천공 동작을 할 경우 임의의 한 천공기에서 출력되는 신호는 존재하지 않는다. 그러나, 실제 본 발명에서는 상기 제1천공기(941-1) 내지 제M천공기(941-M)가 상기 천공 매트릭스에 상응하게 천공 동작을 수행하고, 그 천공된 구간에 파일럿 시퀀스가 삽입되므로 상기 파일럿 시퀀스 삽입의 효과를 고려해야만 한다.

<74> 따라서, 상기 메트릭 계산기(915)는 수신 신호, 즉 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)에서 출력한 신호들에서 상기 파일럿 시퀀스와 상기 파일럿 시퀀스가 송신된 채널 특성을 곱한 값을 감산한 뒤에 메트릭을 계산해야한다. 그리고, 상기 파일럿 시퀀스는 송신기측 및 수신기측 모두에서 미리 알고 있는 시퀀스이기 때문에 디코딩할 때 상기 파일럿 시퀀스로 인한 디코딩 이득 감소는 전혀 없다. 상기 메트릭 계산기(915)는 상기 hypothesis(917)에서 출력한 가상 채널 출력과 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-N)에서 출력한 신호들을 입력하고, 상기 가상 채널 출력과 상기 제1역다중화기(911-1) 내지 제N역다중화기(911-M)에서 출력한 신호들간의 거리를 계산한다. 여기서, 상기 메트릭 계산기(915)는 상기 거리를 계산할 때 Euclidean distance를 사용한다.

<75> 이런 식으로, 상기 메트릭 계산기(915)는 상기 송신기에서 송신할 수 있는 모든 가능한 시퀀스들에 대해서 Euclidean distance를 계산한 후 최소 거리 선택기(minimum distance selector)(923)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(923)는 상기 메트릭 계산기(915)에서 출력하는 Euclidean distance들 중 최소 거리를 가지는 Euclidean distance를 선택하고, 상기 선택한 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 상기 송신기에서 송신한 정보 비트로 결정하여 병렬/직렬 변환기(P/S: Parallel to Serial Convertor)(925)로 출력한다. 상기 최소 거리 선

택기(923)가 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정할 때 사용하는 알고리즘(algorithm)에는 다수의 알고리즘들이 존재할 수 있으나, 여기서는 비터비 알고리즘(Viterbi algorithm)을 사용한다고 가정하기로 한다. 또한, 상기 비터비 알고리즘을 사용하여 최소 거리를 가지는 정보 비트를 추출해내는 과정은 상기 종래 기술 부분에서 설명한 바와 같이 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 상세하게 설명되어 있으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

<76> 여기서, 상기 최소 거리 선택기(923)는 상기 가능 시퀀스 생성기(919)에서 발생한 모든 시퀀스들에 대해서 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정하므로, 결과적으로 P개의 정보 비트들, 즉  $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_P$ 을 출력한다. 그러면 상기 병렬/직렬 변환기(925)는 상기 최소 거리 선택기(923)에서 출력한 P개의 정보 비트들을 직렬 변환하여 수신 정보 데이터 시퀀스  $\hat{a}_1 \hat{a}_2 \dots \hat{a}_P$ 로 출력하는 것이다.

<77> 그러면 여기서 상기에서 설명한 송신기 구조 및 수신기 구조를 참조하여 본 발명의 동작 과정을 설명하기로 한다.

<78> 먼저, 상기 송신기는 2개의 송신 안테나들을 구비하고, 상기 수신기는 1개의 수신 안테나를 가진다고 가정하기로 한다. 상기 송신기가 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기에서 하기 수학식 3과 같은 신호로 수신된다.

<79> **【수학식 3】**  $r_i = h_1 s_{1,i} + h_2 s_{2,i} + n_i$

<80> 상기 수학식 3에서,  $r_i$ 는 i번째 시점에서 수신된 수신 신호를 나타내며,  $s_{j,i}$ 는 i번째 시점에서 j번째 송신 안테나를 통해서 송신된 신호를 나타내며,  $n_i$ 는 i번째 시점에서의 잡음

(noise) 성분을 나타내며,  $h_j$ 는  $j$ 번째 송신 안테나를 통해서 송신된 신호가 겪는 채널 특성이다.

<81> 일 예로, 상기 송신기가 변조 방식으로 BPSK 방식을 적용하고, STTC 인코딩의 구속장(이하 "constraint length"라 칭하기로 한다)이  $K$ 일(constraint length =  $K$ ) 경우를 가정하면, 상기 송신기에 대응하는 수신기에서 수신하는 신호  $s_{1,i}$ 와  $s_{2,i}$ 는 각각 정보 데이터 비트  $d_{t-K}, \dots, d_t$ 의 선형 조합(linear combination)으로 표현된다. 그래서 수신기에서는 상기 정보 데이터 비트  $d_{t-K}, \dots, d_t$ 의 가능한 모든 조합을 고려하여 상기 수신 신호  $s_{1,i}$ 와  $s_{2,i}$ 의 가능한 값들을 모두 생성한다. 이는 상기 도 8에서 설명한 바와 같이 상기 가능 시퀀스 생성기(919)에서 생성한다. 그리고, 상기 채널 특성  $h_1$ 과  $h_2$ 를 이용해서 가상의 수신 신호를 생성해야 하는데, 실제 수신된 신호에서 상기 가상의 수신 신호를 감산한 값을 결국 메트릭으로 계산해내게 되는 것이다. 이렇게 상기 메트릭을 계산하기 위해서는 상기 채널 특성  $h_1$ 과  $h_2$ 를 알아야만 하는데, 상기 채널 특성  $h_1$ 과  $h_2$ 를 수신기에서 검출하기 위해서 송신기에서 트레이닝 시퀀스를 송신하는 것이다.

<82> 일반적으로 상기 트레이닝 시퀀스는 프레임의 제일 앞부분에 삽입하여 송신되어, 송신기와 수신기간의 초기 채널 추정을 가능하게 한다. 그러나 한 프레임내에서 채널 특성이 변화하는 것과 같이 채널 변화가 빠르게 발생하면 프레임 에러율(frame error rate)이 증가하게 되고, 따라서 송신기는 이런 프레임 에러율을 감소시키기 위해서 프레임 내에 파일럿 시퀀스를 삽입하여 송신한다. 그러나 상기 파일럿 시퀀스가 송신될 경우 정보 데이터는 전혀 송신되지 않기 때문에 데이터 전송률이 감소한다.



<83> 일 예로, 상기 종래 기술 부분에서 설명한 바와 같이 한 프레임 동안 모두  $L$ 개의 파일럿 시퀀스 송신 구간 및 정보 데이터 송신 구간들이 존재한다면, 전체 오버헤드(overhead)는  $(LT_p + T_T) / (LT_p + LT_D + T_T)$ 이다. 일 예로, 상기 정보 데이터를 송신하는 구간인  $T_D$ 가 상기 파일럿 시퀀스를 송신하는 구간인  $T_p$ 의 3배 길이를 가진다고 가정할 경우, 상기  $L$ 이 비교적 크게 설정될 경우 상기 송신기의 오버헤드는 전체 오버헤드의 25%이다. 이렇게, 송신기 데이터 전송률 저하는 결과적으로 시스템 성능 저하를 가져온다는 문제점이 있었다. 그러나 본 발명에서는 파일럿 시퀀스를 송신하는 구간을 별도로 두는 것이 아니라 정보 데이터를 송신하는 구간을 주기적으로 천공하여 그 천공된 부분에 파일럿 시퀀스를 송신한다. 결국, 본 발명은 파일럿 시퀀스를 송신하면서도 정보 데이터 전송률은 저하되지 않기 때문에 시스템 데이터 전송률면에서 이득이 발생한다. 즉, 기존의 STTC를 사용하는 송신기에서는 하나의 프레임에  $LT_D$  비트의 정보 데이터를 송신할 수 있으나, 본 발명은  $LT_p + LT_D$  비트의 정보 데이터를 송신할 수 있다. 또한, 상기 파일럿 시퀀스를 삽입하기 위해 천공하는 데이터 송신 구간을 안테나별로 주기적으로 설정하여 다이버시티 이득(diversity gain)도 그대로 유지시키는 것이 가능하다.

<84> 그러면 여기서 도 9를 참조하여 본 발명의 시뮬레이션(simulation) 결과를 살펴보기로 한다.

<85> 상기 도 9는 본 발명의 시뮬레이션 결과를 개략적으로 도시한 그래프이다.

<86> 상기 도 9를 참조하면, 먼저 송신기의 송신 안테나는 2개이고, STTC 인코딩에서 적용하는 constraint length  $K$ 는 5이며( $K = 5$ ), 변조 방식으로 BPSK 방식을 적용하며, 한 프레임은 20 심벌로 구성되며, 일반적으로 15개의 정보 데이터 심벌 구간과, 5개의 파일럿 시퀀스 심벌 구간이 적용되며, 수신기의 수신 안테나는 1개라고 가정하기로 한다. 또한, 상기 2개의 송신

안테나에서 송신된 신호가 서로 독립적인 레일리 페이딩(rayleigh fading) 채널을 겪고, 채널 추정 성능이 100%라고 가정하기로 한다.

<87>       상기 도 9에 도시되어 있는 바와 같이 프레임 에러율 0.1을 가정할 때 본 발명은 일반적인 STTC 송신기, 즉 파일럿 시퀀스를 송신할 때 정보 데이터를 송신하지 않는 경우에 비해서 약 2[dB] 정도의 성능 열화가 발생함을 알 수 있다. 이렇게 프레임 에러율 면에서 약간의 성능 열화는 발생하지만 본 발명은 데이터 전송률 면에서 성능 개선을 가져온다. 즉, 일반적인 STTC 송신기의 경우 모든 송신 안테나들이 파일럿 시퀀스를 송신할 때 정보 데이터를 송신할 수 없어서 결국 수신기는 한 프레임에 15개의 정보 데이터 심벌들을 수신하는 결과를 가져온다. 그러나, 본 발명에 따른 STTC 송신기의 경우 파일럿 시퀀스를 송신할 때 정보 데이터를 동시에 송신할 수 있어서 결국 수신기는 한 프레임에 20개의 정보 데이터 심벌들을 수신하는 결과를 가져온다. 이를 비교하여 보면, 본 발명의 STTC 송신기는 일반적인 STTC 송신기에 비해 약  $\frac{4}{3}$  배의 데이터 전송률 이득을 가진다.

<88>       한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

### 【발명의 효과】

<89>       상술한 바와 같은 본 발명은, STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 송신 안테나별로 송신되는 정보 데이터 심벌들을 주기적으로 천공하여 파일럿 시퀀스를 송신함으로써 파일럿 시

퀸스 송신으로 인한 데이터 손실을 제거한다는 이점을 가진다. 따라서, 상기 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 파일럿 시퀀스를 송신하는 동안에도 정보 데이터를 송신함으로써 데이터 전송률을 향상시키게 되고, 결과적으로 시스템 성능 향상을 가져온다는 이점을 가진다.

**【특허청구범위】****【청구항 1】**

M개의 송신 안테나들을 가지며, P개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 P개의 인코더들과, 상기 P개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변조기들을 가지는 이동 통신 시스템에서 채널 추정에 사용되는 시퀀스를 송신하기 위한 장치에 있어서,

상기 채널 추정을 위해 사용되는 시퀀스를 생성하는 시퀀스 생성기와,

상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하는 M개의 천공기들과,

상기 M개의 송신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 M개의 천공기들 각각에서 출력하는 신호들과, 상기 천공된 적어도 하나의 변조 심벌에 상기 시퀀스를 삽입하여 다중화하는 M개의 다중화기들을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

**【청구항 2】**

제1항에 있어서,

상기 M개의 천공기들 각각은 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 상기 시퀀스가 삽입되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

**【청구항 3】**

제1항에 있어서,

상기 M개의 천공기들 각각은 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 상기 시퀀스가 삽입되는 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

**【청구항 4】**

제1항에 있어서,

상기 시퀀스는 파일럿 시퀀스임을 특징으로 하는 상기 장치.

**【청구항 5】**

제4항에 있어서,

상기 M개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 프레임 포맷은 상기 파일럿 시퀀스가 삽입되는 위치가 상기 M개의 송신 안테나들별로 상이하게 설정됨을 특징으로 하는 상기 장치.

**【청구항 6】**

제1항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 심벌열을 구성하는 심벌들의 개수가 4개일 경우 하기 수학적 식 4와 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 시퀀스가 삽입되는 위치를 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.



【수학식 4】  $P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

상기 천공 매트릭스  $P_1$ 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에 상기 시퀀스가 삽입됨.

【청구항 7】

제1항에 있어서,

상기  $M$ 이 2이고, 상기 변조 심벌열을 구성하는 심벌들의 개수가 6개일 경우 하기 수학식 5와 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 시퀀스가 삽입되는 위치를 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 5】  $P_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

상기 천공 매트릭스  $P_2$ 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에 상기 시퀀스가 삽입됨.

【청구항 8】

$M$ 개의 송신 안테나들을 가지며,  $P$ 개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는  $P$ 개의 인코더들과, 상기  $P$ 개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는  $M$ 개의 변조기들을 가지는 이동 통신 시스템에서 채널 추정에 사용되는 시퀀스를 송신하기 위한 방법에 있어서,

상기 채널 추정을 위해 사용되는 시퀀스를 생성하는 과정과,

상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 상기 시퀀스와 대체하여 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 9】

제8항에 있어서,

상기 시퀀스는 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 동일한 개수로 삽입되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 10】

제8항에 있어서,

상기 시퀀스가 삽입되는 위치는 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 11】

제8항에 있어서,

상기 시퀀스는 파일럿 시퀀스임을 특징으로 하는 상기 방법.

## 【청구항 12】

제8항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 심벌열을 구성하는 심벌들의 개수가 4개일 경우 하기 수학식 6과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 시퀀스가 삽입되는 위치를 결정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 6】 
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스  $P_1$ 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에 상기 시퀀스가 삽입됨.

## 【청구항 13】

송신기에서 M개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 변조 심벌열들을 N개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 채널 추정을 위한 시퀀스를 수신하는 장치에 있어서,

상기 N개의 수신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 적어도 하나의 위치의 수신 심벌을 상기 채널 추정을 위한 시퀀스로 출력하는 N개의 역다중화기들과,

상기 N개의 역다중화기들에서 출력하는 채널 추정을 위한 시퀀스들을 이용하여 채널 추정하는 채널 추정기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

## 【청구항 14】

제13항에 있어서,

상기 N개의 역다중화기들 각각은 상기 수신 심벌열들에 대해서 상기 시퀀스로 출력하는 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

## 【청구항 15】

제13항에 있어서,

상기 N개의 역다중화기들 각각은 상기 수신 심벌열들에 대해서 상기 시퀀스로 출력하는 심벌들의 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

## 【청구항 16】

제13항에 있어서,

상기 시퀀스는 파일럿 시퀀스임을 특징으로 하는 상기 장치.

## 【청구항 17】

송신기에서 M개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 변조 심벌열들을 N개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 채널 추정을 위한 시퀀스를 수신하는 방법에 있어서,

상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 적어도 하나의 위치의 수신 심벌을 상기 채널 추정을 위한 시퀀스들로 출력하는 과정과,

상기 채널 추정을 위한 시퀀스들을 이용하여 채널 추정하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 18】

제17항에 있어서,

상기 수신 심벌열들에 대해서 상기 시퀀스로 출력하는 심벌들의 개수는 동일한 개수로 설정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 19】

제17항에 있어서,

상기 수신 심벌열들에 대해서 상기 시퀀스로 출력하는 심벌들의 위치는 주기적으로 반복 되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

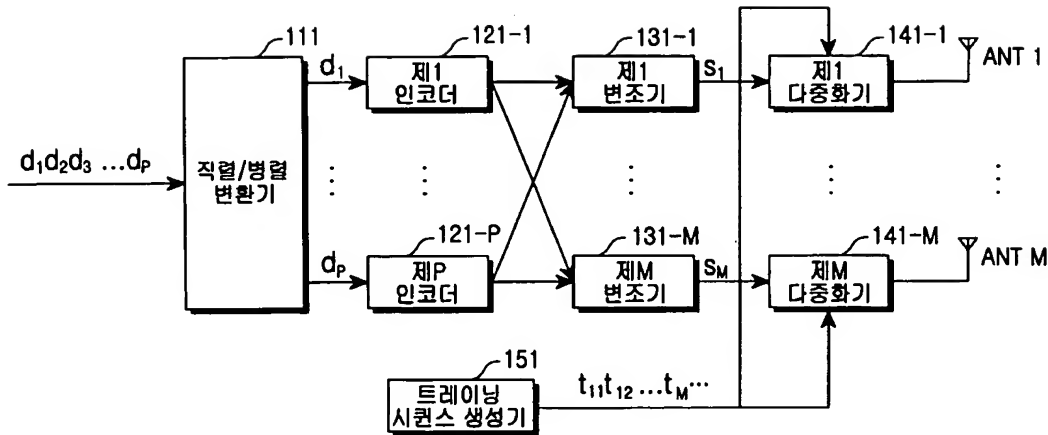
【청구항 20】

제17항에 있어서,

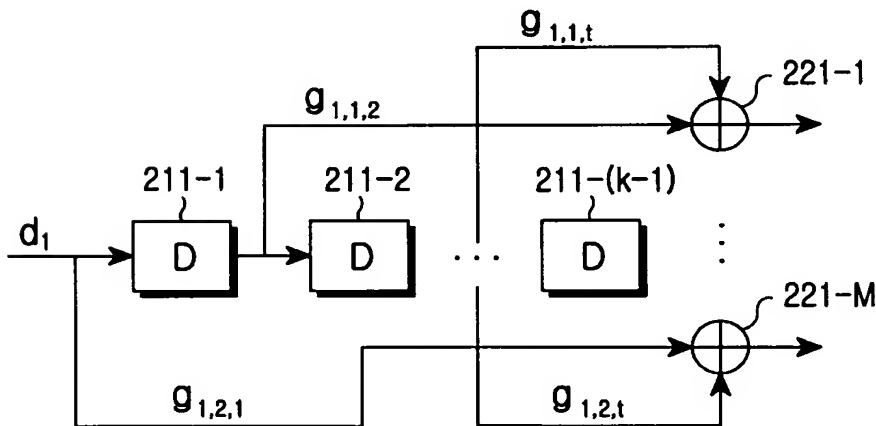
상기 시퀀스는 파일럿 시퀀스임을 특징으로 하는 상기 방법.

【도면】

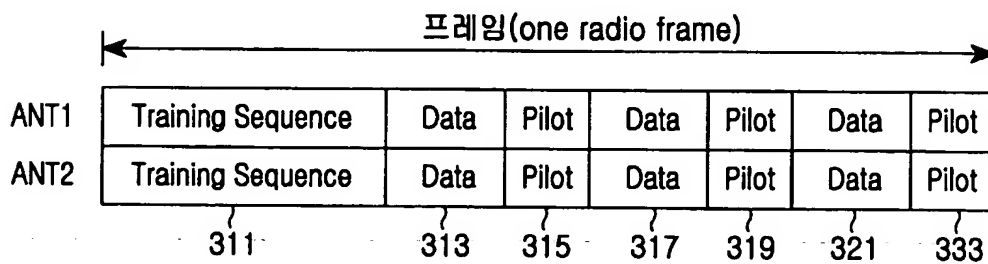
【도 1】



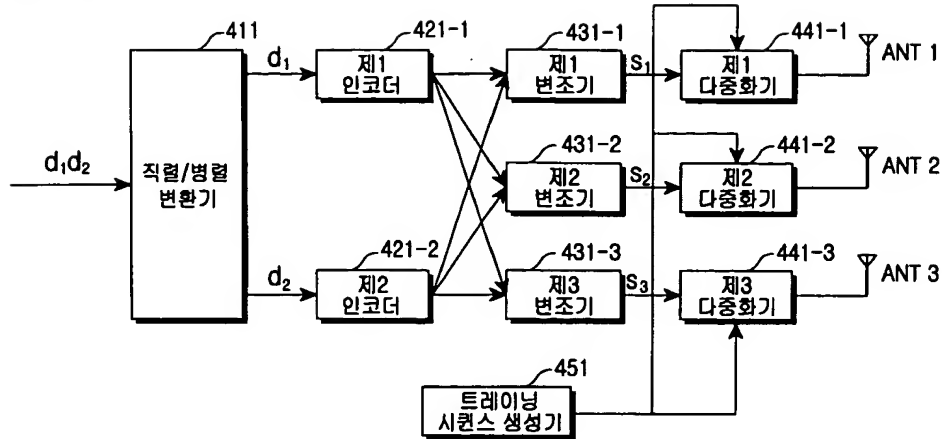
【도 2】



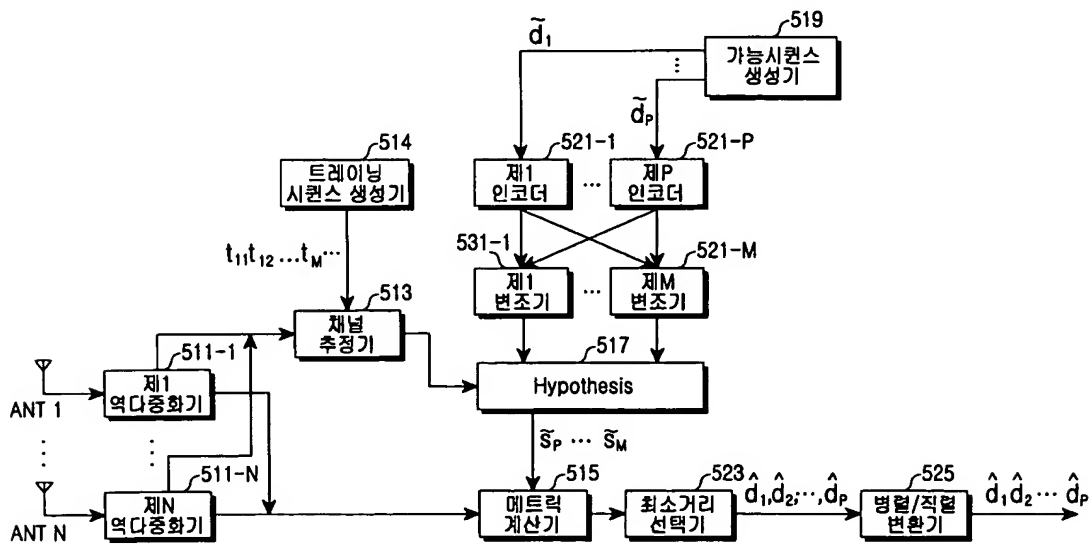
【도 3】



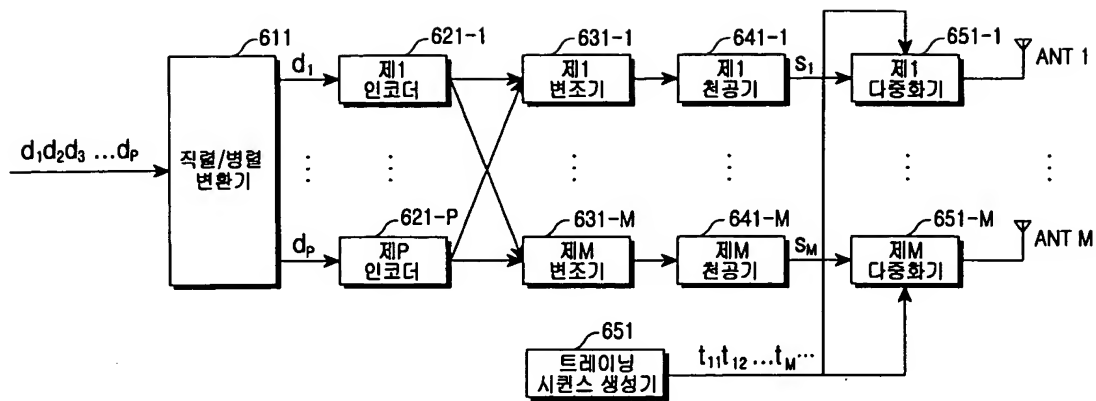
【도 4】



【도 5】

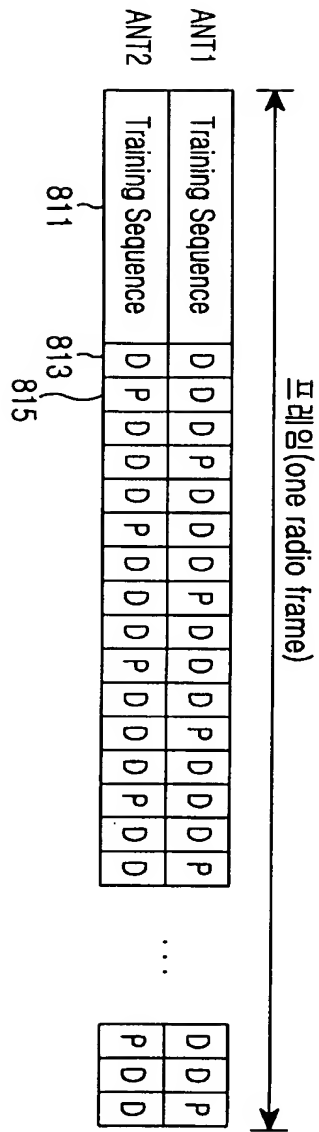


【도 6】

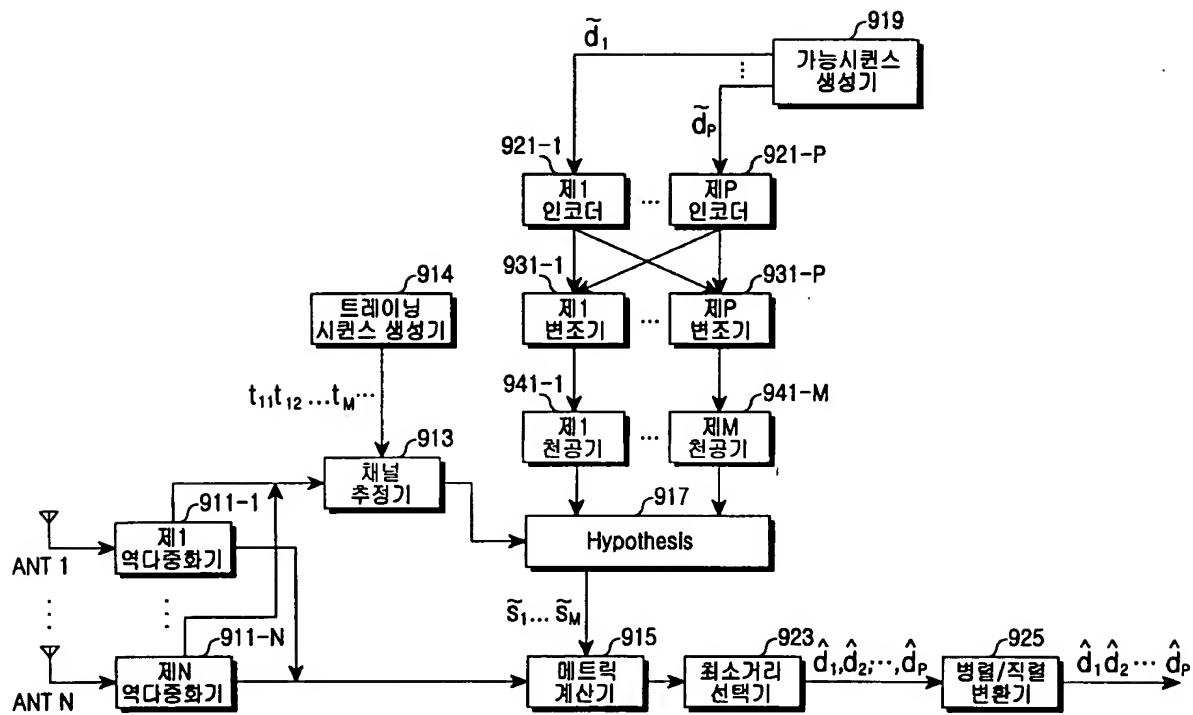




【도 7】



【도 8】



【도 9】

(frame error rate)

